



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Re the Application of: Hisaya ISHIHARA, ET AL.

U.S. Serial No.: **09/775,927**

Filed : **February 2, 2001**

Title : **QUADRATURE MODULATOR**

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

June 4, 2001

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

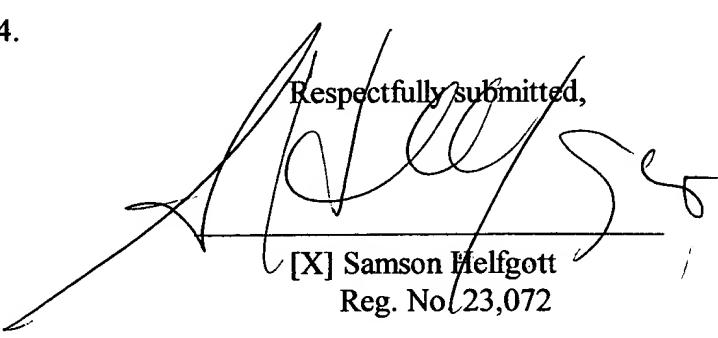
SIR:

Attached herewith is JAPANESE patent application no. 2000-025150 Filed February 2, 2000 whose priority has been claimed in the present application.

Any fee, due as a result of this paper, not covered by an enclosed check, may be charged to Deposit Acct. No. 08-1634.

Any fee due with this paper, not fully served by an enclosed check, may be charged on deposit Acct. No. 08-1634

Respectfully submitted,


[X] Samson Helfgott
Reg. No 23,072

HELFGOTT & KARAS, P.C.
60TH FLOOR
EMPIRE STATE BUILDING
NEW YORK, NEW YORK 10118
DATE: JUNE 4, 2001
DOCKET NO.: NECN 18.304
TELEPHONE: (212) 643-5000

I HEREBY CERTIFY THAT THIS CORRESPONDENCE IS BEING DEPOSITED WITH THE UNITED STATES POSTAL SERVICE AS CERTIFIED MAIL IN AN ENVELOPE ADDRESSED TO: COMMISSIONER OF PATENTS AND TRADEMARKS, WASHINGTON, D.C. 20231, ON THE DATE INDICATED BELOW.

BY 
DATE June 4, 2001

2600
2631
#4
RECEIVED
JUN 11 2001
TC 2600 MAILROOM



日本特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2000年 2月 2日

出願番号
Application Number: 特願 2000-025150

願人
Applicant(s): 日本電気アイシーマイコンシステム株式会社

RECEIVED
JUN 11 2001
PC 2300 MAIL ROOM

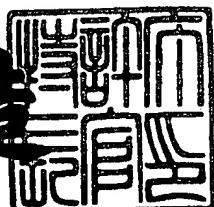
PRIORITY DOCUMENT
CERTIFIED COPY OF

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2000年11月10日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特 2000-3093945

【書類名】 特許願
【整理番号】 01211014
【提出日】 平成12年 2月 2日
【あて先】 特許庁長官殿
【国際特許分類】 H04L 27/20
H04L 27/36

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区小杉町一丁目403番53
日本電気アイシーマイコンシステム

株式会社内

【氏名】 石原 尚也

【特許出願人】

【識別番号】 000232036

【氏名又は名称】 日本電気アイシーマイコンシステム株式会社

【代理人】

【識別番号】 100086759

【弁理士】

【氏名又は名称】 渡辺 喜平

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 013619

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9001797

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直交変調器および直交変調方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】 ディジタルベースバンド信号を発生するディジタル信号発生部、

Nを自然数として搬送ディジタル信号の周波数の $4 / (2N + 1)$ 倍の周波数を有する発振出力信号を発振する局部発振部、

前記発振出力信号の周波数を $(2N + 1) / 2$ 倍する周波数変換部と、

この周波数変換部の出力信号を2分周するとともに相互位相差90度を有する直交搬送波信号を生成する第1の2分周器と、前記ディジタルベースバンド信号により前記直交搬送波信号に変調を行なう第1および第2の乗算器と、前記第1および第2の乗算器の出力信号を加算して搬送ディジタル信号を出力する加算器により構成される直交変調部と、

を具備することを特徴とする直交変調器。

【請求項2】 前記請求項1に記載の直交変調器において、

前記周波数変換部は、自然数Nが1のとき、所定の周波数を有した局部発振部の発振出力信号を2分周する第2の2分周器と、

この第2の2分周器に継続接続された周波数変換器とを有し、

前記周波数変換器は、前記発振出力信号と前記第2の2分周器の出力信号を用いて周波数変換を行ない、前記発振出力信号の周波数と、前記第2の2分周器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力する

ことを特徴とする直交変調器。

【請求項3】 前記請求項1に記載の直交変調器において、

前記周波数変換器は、自然数Nが2以上のとき、N段の周波数変換器が継続接続されるとともに、1段目の周波数変換器は所定の周波数を有した局部発振部の発振出力信号を2分周する第2の2分周器と接続され前記発振出力信号と前記第2の2分周器の出力信号を用いて周波数変換を行い、前記発振出力信号の周波数と、前記第2の2分周器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力し、2段目以降N段目の周波数変換器は、各々、前記発振出力信号と前段

の周波数変換器の出力信号を用いて周波数変換を行ない、前記発振出力信号の周波数と前段の周波数変換器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力することを特徴とする直交変調器。

【請求項4】 前記請求項2に記載の直交変調器において、

前記周波数変換部は、所定のバンドパスフィルターを備え、

このバンドパスフィルターは、前記1段目の周波数変換器から出力された信号を入力するとともに、所定のイメージ信号を除去しつつ前記直交変調部へ出力することを特徴とする直交変調器。

【請求項5】 前記請求項3に記載の直交変調器において、

前記周波数変換部は、所定のバンドパスフィルターを備え、

このバンドパスフィルターは、前記N段目の周波数変換器から出力された信号を入力するとともに、所定のイメージ信号を除去しつつ前記直交変調部へ出力することを特徴とする直交変調器。

【請求項6】 直交搬送波信号にデジタルベースバンド信号による直交変調を行ない搬送デジタル信号を出力する直交変調方法であって、

デジタルベースバンド信号を発生するデジタル信号発生工程と、

Nを自然数として搬送デジタル信号の周波数の $4 / (2N + 1)$ 倍の周波数を有する発振出力信号を発振する局部発振工程と、

前記発振出力信号の周波数を $(2N + 1) / 2$ 倍する周波数変換工程と、

この周波数変換工程にて出力された出力信号を2分周するとともに、相互位相差90度を有する直交搬送波信号を生成する2分周工程と、

前記デジタルベースバンド信号により前記直交搬送波信号に変調を行なう第1および第2の乗算工程と、

これら第1および第2の乗算工程にて出力された出力信号を加算して搬送デジタル信号を出力する加算工程により構成される直交変調工程と
を具備することを特徴とする直交変調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交変調器および直交変調方法であって、特に、直交搬送波信号にデジタルベースバンド信号による直交変調を行ない、搬送ディジタル信号を出力する直交変調器および直交変調方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

デジタル携帯電話などの無線送信部においては、出力搬送ディジタル信号の周波数に等しい周波数を有する直交搬送波信号に、送信する情報を含むデジタルベースバンド信号による直交変調を行って、出力搬送ディジタル信号を生成し、アンテナから送信する方式がシステムの簡素化やノイズの低減に有効である。

しかし、図9に示す最も基本的な従来の直交変調器の構成の場合においては、局部発振部400の発振出力信号の周波数と、直交変調部200から出力される出力搬送ディジタル信号の周波数とが全く同一となるため、局部発振部400が送信アンテナから帰還される出力搬送ディジタル信号による影響を受けて変調精度が悪化し、これを防ぐために直交変調器全体を金属シールドする必要があった。

【0003】

一方、図10に示す従来の直交変調器の構成の場合においては、二つの局部発振部401, 501の発振出力信号の周波数が出力搬送ディジタル信号の周波数と異なるため、上述の問題を解消することが可能になっていた。しかし、周波数変換部600の非線形性のため、2つの局部発振器401, 501の発振出力信号の高調波が複数発生し、これら複数の高調波が周波数変換されて出力搬送ディジタル信号の近傍にスプリアスが発生していた。

【0004】

ここで、現在、日本のデジタル携帯電話規格の一つであるPDC (Personal Digital Cellular) 方式の800MHz帯の端末で使用されている発振周波数の具体例を挙げると、2つの局部発振部401, 501の発振周波数は各々、135MHzと795MHzとなり、この場合の出力搬送ディジタル信号の周波数は、930MHzで最も近傍に発生するスプリアスが135MHzの7倍の高調波の945MHzと、795MHzの2倍の高調波の周波数と135MHzの5倍の高調波の周波数の差の周波数の915MHzとなる。これらのスプリア

スは出力搬送ディジタル信号の帯域内または近傍に発生し、フィルタでは除去できないために隣接する送信チャンネルや他のシステムへの干渉波となってしまう。

【0005】

これらの問題を解決する技術が特開平10-4437号公報に開示されている。

図7は、この特開平10-4437号公報に開示された直交変調器の構成を示す構成図である。

同図において、ディジタルベースバンド信号を発生するディジタル信号発生部101と、所定の周波数を有する発振出力信号を発振する局部発振部402と、前記発振出力信号を2分周する第1の2分周器310と、第1の2分周器310に継続接続されて、第1の2分周器310の出力信号を2分周する第2の2分周器350と、前記第2の2分周器350の出力信号と前記発振出力信号とを用いて周波数変換を行なう周波数変換器320と、前記周波数変換器320の出力信号からイメージ信号を除去するBPF330と、前記BPF330の出力信号の周波数を2倍する周波数2倍器250と、前記周波数2倍器の出力信号を2分周するとともに相互位相差90度を有する直交搬送波を発生する第3の2分周器240と、前記ディジタルベースバンド信号により前記第3の2分周器240から出力される直交搬送波信号に変調を行なう第1および第2の乗算器210, 220と、前記第1および第2の乗算器210, 220の出力信号を加算して搬送ディジタル信号を出力する加算器230とを有している。

【0006】

上記構成を有する直交変調器は、次のように動作する。

すなわち、局部発振部402からの発振出力信号の周波数を第1の2分周器310で1/2倍の周波数にし、さらに、第2の2分周器350で1/2倍の周波数にして周波数変換器320に入力する。周波数変換器320において、前記4分周された信号と局部発振部402から直接入力された発振出力信号とを用いて周波数変換を行なう。周波数変換器320としては、図5のダブルバランスドミキサを用いる。前記4分周された信号と発振出力信号を、各々次式のよう表せば

【0007】

【数1】

$$V_H \sin \omega_{osc} t, V_L \sin \frac{\omega_{osc}}{4} t$$

【0008】

周波数変換器32の出力LO(t)は、次式で表される（なお、簡単のためにダブルバランスドミキサの利得を1とする）。

【0009】

【数2】

$$\begin{aligned} LO(t) &= V_H \sin \omega_{osc} t \cdot V_L \sin \frac{\omega_{osc}}{4} t \\ &= -\frac{V_L V_H}{2} \cos \left(\omega_{osc} + \frac{\omega_{osc}}{4} \right) t + \frac{V_L V_H}{2} \cos \left(\omega_{osc} - \frac{\omega_{osc}}{4} \right) t \\ &= -\frac{V_L V_H}{2} \cos \frac{5\omega_{osc}}{4} t + \frac{V_L V_H}{2} \cos \frac{3\omega_{osc}}{4} t \end{aligned}$$

【0010】

この結果、 $(5/4)\omega_{osc}$, $(3/4)\omega_{osc}$ の2つの周波数成分が発生する。

ここで、PDCの例と同様に出力ディジタル搬送波信号の周波数を930MHzとすれば、局部発振部402で1240MHzの発振出力信号が出力されて、第1の2分周器310に入力される。第1の2分周器310において、周波数が2分周された620MHzの信号が出力され、さらに、第2の2分周器350においても、周波数が2分周されて310MHzの信号が出力される。第2の2分周器350の出力信号と局部発振部402から直接入力される周波数が1240MHzの信号が周波数変換器32に入力され、周波数変換されて930MHzの周波数成分と1550MHzの周波数成分とをもつ信号が得られる。これら搬送波信号の周波数と、イメージ信号との周波数の間隔は620MHzである。

【0011】

そして、BPF330により1550MHzの周波数成分をもったイメージ信号を除去して、直交搬送波の周波数である930MHzの周波数成分のみを取り出す。次に、周波数2倍器250において、前記BPF330の出力信号から周波数を2倍した1860MHzの信号が出力し、第3の2分周器250で周波数が2分周するとともに、相互位相差90度を有する930MHzの直交搬送波信号を発生し、第1および第2の乗算器210, 220にてデジタル信号発生部1から出力されるデジタルベースバンド信号により直交変調を行ない、第1および第2の乗算部210, 220の出力信号を加算器230で加算して出力搬送デジタル信号を出力する。各部の動作周波数の関係は図8に示す。

【0012】

この従来例の構成によれば、局部発振部402から出力される発振出力信号を第1および第2の2分周器310, 350で1/4倍の周波数に分周し、発振出力信号の周波数から発振出力信号の1/4倍の周波数を減算した周波数となる。すなわち、発振出力信号の周波数の3/4倍の周波数の信号が出力搬送デジタル信号となり、発振出力信号の周波数とは異なる周波数にすることができるため、局部発振部402がアンテナから帰還される出力搬送デジタル信号による影響を受けて変調精度が悪化するという問題は発生しない。

また、周波数変換器320の非線形性のため、局部発振部402の発振出力信号および1/4倍の周波数に分周された信号の高調波が複数発生し、これら複数の高調波が周波数変換されて出力搬送デジタル信号の近傍に発生するスプリアスは、出力搬送デジタル信号と同じ周波数を有することになるため、スプリアスによる干渉波の問題も回避される。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述の方法には、次のような問題点がある。

図7の直交変調器201では、第3の2分周器240において、周波数を2分周するとともに相互位相差90度を有する直交搬送波を発生させるには周波数変換を行なったあとに搬送デジタル信号の2倍の周波数にする周波数2倍器2

5が必要となる。通常は、図5に示すダブルバランスドミキサの二組の入力端子に、同一の周波数を入力することにより周波数2倍器250を実現する。しかし、ダブルバランスドミキサに同一の周波数を入力した場合は、二組の入力端子に入力される信号の位相差に応じて出力に直流オフセット電圧が発生するため、直流阻止コンデンサが必須となる。

【0014】

さらに、少なくとも3つの2分周器310, 350, 240を必要とする。このため、ICのペレットサイズが増大するという問題がある。

【0015】

また、周波数変換器320と周波数2倍器250との間に挿入されるBPF330は、通常、IC外部に接続されるが、周波数2倍器250の入力信号の周波数とアンテナから出力される出力搬送ディジタル信号の周波数とが全く同一となる。このため、周波数2倍器250の入力端子にアンテナから出力搬送ディジタル信号が帰還され、直交搬送波の位相が不安定となり、変調精度が悪化するという問題が新たに発生する。

これらの問題は、特に、小型軽量が要求される携帯端末において顕著となる。

【0016】

本発明は、かかる事情にかんがみてなされたものであり、回路構成が簡単でIC化した場合にペレットサイズを小さくすることができるとともに、アンテナから出力搬送ディジタル信号がBPF接続端子に帰還されても変調精度が悪化しない直交変調器および直交変調方法の提供を目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】

前記目的を達成するため、請求項1にかかる発明は、デジタルベースバンド信号を発生するデジタル信号発生部、Nを自然数として、搬送ディジタル信号の周波数の $4 / (2N + 1)$ 倍の周波数を有する発振出力信号を発振する局部発振部、前記発振出力信号の周波数を $(2N + 1) / 2$ 倍する周波数変換部、この周波数変換部の出力信号を2分周するとともに相互位相差90度を有する直交搬送波信号を生成する第1の2分周器と、前記デジタルベースバンド信号により

前記直交搬送波信号に変調を行なう第1および第2の乗算器と、これら第1および第2の乗算器の出力信号を加算して搬送ディジタル信号を出力する加算器により構成される直交変調部とを具備する構成としてある。

【0018】

また、請求項2にかかる発明は、請求項1に記載の直交変調器において、前記周波数変換部は、自然数Nが1のとき、所定の周波数を有した局部発振部の発振出力信号を2分周する第2の2分周器と、この第2の2分周器に継続接続された周波数変換器とを有し、前記周波数変換器は、前記発振出力信号と前記第2の2分周器の出力信号を用いて周波数変換を行ない、前記発振出力信号の周波数と前記第2の2分周器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力する構成としてある。

【0019】

さらに、請求項3にかかる発明は、請求項1に記載の直交変調器において、前記周波数変換器は、自然数Nが2以上のとき、N段の周波数変換器が継続接続されるとともに、1段目の周波数変換器は所定の周波数を有した局部発振部の発振出力信号を2分周する第2の2分周器と接続され、前記発振出力信号と前記第2の2分周器の出力信号を用いて周波数変換を行い、前記発振出力信号の周波数と、前記第2の2分周器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力し、2段目以降N段目の周波数変換器は、各々、前記発振出力信号と前段の周波数変換器の出力信号を用いて周波数変換を行ない、前記発振出力信号の周波数と前段の周波数変換器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力する構成としてある。

【0020】

さらに、請求項4にかかる発明は、前記請求項2に記載の直交変調器において、前記周波数変換部は、所定のバンドパスフィルターを備え、このバンドパスフィルターは、前記1段目の周波数変換器から出力された信号を入力するとともに、所定のイメージ信号を除去しつつ前記直交変調部へ出力する構成としてある。

また、請求項5にかかる発明は、前記請求項3に記載の直交変調器において、前記周波数変換部は、所定のバンドパスフィルターを備え、このバンドパスフィ

ルターは、前記N段目の周波数変換器から出力された信号を入力するとともに、所定のイメージ信号を除去しつつ前記直交変調部へ出力する構成としてある。

【0021】

上記構成において本発明にかかる直交変調器は、デジタル信号発生部と、局部発振部と、直交変調部と、周波数変換部とにより構成されている。

ここで、前記周波数変換部は、局部発振部が発振した搬送デジタル信号の周波数の $4 / (2N + 1)$ 倍の周波数を有する発振出力信号を入力し、この発振出力信号の周波数を $(2N + 1) / 2$ 倍するとともに、前記直交変調部に出力する。そして、直交変調部は、第1の2分周器にて周波数変換部が出力した出力信号を2分周するとともに、相互位相差90度を有する直交搬送波信号を生成する。

また、直交変調部は、第1および第2の乗算器にて前記デジタルベースバンド信号に基づいて前記直交搬送波信号の変調を行なう。そして、加算器において前記第1および第2の乗算器の出力信号を加算して搬送デジタル信号を出力する。

【0022】

ここで、上述した周波数変換部は、自然数Nが1のとき、所定の周波数を有した局部発振部の発振出力信号を2分周する第2の2分周器と、前記第2の2分周器に周波数変換器が継続接続されており、前記周波数変換器において前記発振出力信号と前記第2の2分周器の出力信号を用いて周波数変換を行なうとともに、前記発振出力信号の周波数と前記第2の2分周器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力している。

【0023】

また、周波数変換部の他の態様として、前記周波数変換器は、自然数Nが2以上のとき、N段の周波数変換器を継続接続させる。かかる場合、1段目の周波数変換器は、前記発振出力信号と前記第2の2分周器の出力信号を用いて周波数変換を行い、前記発振出力信号の周波数と前記第2の2分周器の出力信号の周波数とを加算して得られる周波数の信号を出力し、2段目以降N段目の周波数変換器は、各々、前記発振出力信号と前段の周波数変換器の出力信号を用いて周波数変換を行ない前記発振出力信号の周波数と前段の周波数変換器の出力信号の周波数

とを加算して得られる周波数の信号を出力する。そして、周波数変換部から直交変調部へ信号を出力するにあたり、所定のバンドパスフィルターを備えさせる。これにより、周波数変換器から出力された信号のイメージ信号を除去して、前記直交変調部へ出力する。

【0024】

このように、直交搬送波信号にデジタルベースバンド信号による直交変調を行ない搬送デジタル信号を出力する手法は必ずしも実体のある装置に限られる必要はなく、その方法としても機能することは容易に理解できる。

このため、請求項6にかかる発明は、直交搬送波信号にデジタルベースバンド信号による直交変調を行ない搬送デジタル信号を出力する直交変調方法であって、デジタルベースバンド信号を発生するデジタル信号発生工程と、搬送デジタル信号の周波数の $4 / (2N + 1)$ 倍の周波数を有する発振出力信号を発振する局部発振工程と、前記発振出力信号の周波数を $(2N + 1) / 2$ 倍する周波数変換工程と、この周波数変換工程にて出力された出力信号を2分周とともに相互位相差90度を有する直交搬送波信号を生成する第1の2分周工程と、前記デジタルベースバンド信号により前記直交搬送波信号に変調を行なう第1および第2の乗算工程と、これら第1および第2の乗算工程にて出力された出力信号を加算して搬送デジタル信号を出力する加算工程とにより構成される直交変調工程とを具備する構成としてある。

すなわち、必ずしも実体のある直交変調器に限らず、その方法としても有効であることに相違はない。

【0025】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

[第一の実施形態]

図1は、本発明の第一の実施形態に係る直交変調器を示す構成図である。

同図において、本発明の第一の実施形態に係る直交変調器は、Nを自然数とし、例えばNが1のとき、デジタルベースバンド信号を発生するデジタル信号発生部1と、搬送デジタル信号の周波数の $4 / 3$ 倍の周波数を有する発振出力

信号を発振する局部発振部4と、発振出力信号の周波数を3／2倍する周波数変換部3と、周波数変換部3の出力信号を2分周して相互位相差90度の直交搬送波信号を生成する第1の2分周器24と、デジタルベースバンド信号により直交搬送波信号に変調を行なう第1および第2の乗算器21，22と、第1および第2の乗算器21，22の出力信号を加算して搬送デジタル信号を出力する加算器23により構成される直交変調部2とを有している。

【0026】

また、周波数変換部3は、局部発振部4の出力信号の周波数を2分周する第2の2分周器31と、局部発振部4から直接入力された発振出力信号と第2の2分周器31の出力信号を用いて周波数変換を行なうとともに、局部発振部4の発振出力信号の周波数と第2の2分周器31の出力信号の周波数を加算して得られる周波数の信号を出力する第1の周波数変換器32と、この周波数変換器32の出力信号からイメージ信号を除去するバンドパスフィルター（以下、BPF）33とを有している。

【0027】

次に、図1に示す本発明の第一の実施形態に係る直交変調器の動作について説明する。

局部発振部4から出力される所定の周波数を有する発振出力信号が、第1の2分周器31で発振出力信号の周波数の1／2倍の周波数に分周される。そして、第1の周波数変換器32において、前記2分周された信号と局部発振部4から直接入力された発振出力信号とを用いて周波数変換を行なう。ここで、第1の周波数変換器32として図5のダブルバランスドミキサを用いる。前記発振出力信号と前記第2の2分周器31の出力信号を、各々次式で表せば、

【0028】

【数3】

$$V_H \sin \omega_{osc} t, V_L \sin \frac{\omega_{osc}}{2} t$$

【0029】

第1の周波数変換器32の出力LO1(t)は、次式で表すことができる（なお

、簡単のためにダブルバランスドミキサ利得を1とする)。

【0030】

【数4】

$$\begin{aligned}
 LO_1(t) &= V_H \sin \omega_{osc} t \cdot V_L \sin \frac{\omega_{osc}}{2} t \\
 &= -\frac{V_L V_H}{2} \cos \left(\omega_{osc} + \frac{\omega_{osc}}{2} \right) t + \frac{V_L V_H}{2} \cos \left(\omega_{osc} - \frac{\omega_{osc}}{2} \right) t \\
 &= -\frac{V_L V_H}{2} \cos \frac{3\omega_{osc}}{2} t + \frac{V_L V_H}{2} \cos \frac{\omega_{osc}}{2} t
 \end{aligned}$$

【0031】

この結果、(3/2) ω_{osc} , (1/2) ω_{osc} の2つの周波数成分が発生する。

ここで、従来例と同様に、出力ディジタル搬送波信号の周波数を930MHzとすれば、局部発振部4で1240MHzの発振出力信号が出力されて、第2の2分周器31に入力される。

【0032】

第2の2分周器31において2分周された周波数620MHzの信号と局部発振部4から直接入力される周波数1240MHzの信号が、第1の周波数変換器32に入力されると、周波数変換されて1860MHzの周波数成分と620MHzの周波数成分をもつ信号が得られ、これら搬送波信号の2倍の周波数とイメージ信号の周波数の間隔は1240MHzとなる。ここで、BPF33により620MHzの周波数成分をもったイメージ信号を除去して直交搬送波の2倍の周波数である1860MHzの周波数成分のみを取り出す。第1の2分周器24は、前記BPF33の出力信号の周波数を2分周するとともに、相互位相差90度の930MHzの直交搬送波信号を発生する。

【0033】

ここで、D型フリップフロップは、入力されるクロック信号と反転クロック信号のデューティー比率が50%であれば、マスター出力信号とスレーブ出力信号

が正確に90度の相互位相差をもつことから90度移相器として広く利用されており、このD型フリップフロップの特性により、第1の2分周器24の出力から相互位相差90度の2信号が取り出されることになる。

また、第1および第2の乗算部21、22は、デジタル信号発生部1から出力されるデジタルベースバンド信号により直交変調を行ない、加算器23は、第1および第2の乗算部21、22の出力信号を加算して搬送デジタル信号を出力する。

【0034】

各部の動作周波数の関係を図2に示す。

局部発振部4から出力される発振出力信号は、第2の2分周器31で1/2倍の周波数に分周され、そして、第1の周波数変換器32にて発振出力信号の周波数と、発振出力信号の1/2倍の周波数とが加算された周波数が出力され、さらに、第1の2分周器24で1/2倍の周波数に2分周される。すなわち、発振出力信号の周波数の3/4倍の周波数が搬送デジタル信号の周波数となり、発振出力信号の周波数とは異なる周波数であるため、局部発振部4がアンテナから帰還される出力搬送デジタル信号による影響を受けて変調精度が悪化するという問題は発生しないこととなる。

【0035】

また、第1の周波数変換器32の非線形性のため、局部発振部4の発振出力信号および1/2倍の周波数に分周された信号の高調波が複数発生し、これら複数の高調波が周波数変換されて出力搬送デジタル信号の近傍に発生するスプリアスは、出力搬送デジタル信号と同じ周波数を有することになるため、スプリアスによる干渉波の問題も回避されることになる。

【0036】

さらに、周波数変換部3の出力信号の周波数が搬送デジタル信号の周波数の2倍になるため、周波数2倍器が必要なくなる。このため、直流オフセット電圧の除去のために直流阻止コンデンサを配設する必要がなく、また、2つの2分周器31、24しか必要としないため、ICのペレットサイズを縮小することが可能になる。

【0037】

さらに、アンテナから出力搬送ディジタル信号がBPF接続端子に帰還されても変調精度が悪化しない。

【0038】

[第二の実施形態]

図3は、本発明の第二の実施形態に係る直交変調器を示す構成図である。

図3において本発明の第二の実施形態に係る直交変調器は、Nを自然数とし、例えばNが2のとき、図1に示す第一の実施形態における局部発振部4に替えて、搬送ディジタル信号の周波数の4／5倍の周波数を有する発振出力信号を発振する局部発振部7と、発振出力信号の周波数を5／2倍する周波数変換部3aとを有している。

また、周波数変換部3aは、図1に示す第一の実施形態における周波数変換部3の第1の周波数変換器32と、BPF33との間に第1の周波数変換器32の出力信号と局部発振部7の発振出力信号とを用いて周波数変換を行なう第2の周波数変換器34を有している。

【0039】

図3に示す本発明の第二の実施形態に係る直交変調器では、図1に示す第一の実施形態と同様に、第1の周波数変換器32の出力信号には、局部発振部7の発振出力信号の周波数と、第2の2分周器31の出力信号の周波数とを加算および減算して得られる $(3/2)\omega_{osc}$ 、 $(1/2)\omega_{osc}$ の2つの周波数成分が含まれる。

次に、第2の周波数変換器34として、例えば、入力差動対トランジスタのエミッタ間を容量結合した図6のダブルバランスドミキサを用いて周波数変換を行なう。

【0040】

図6のダブルバランスドミキサの場合、入力差動対トランジスタのトランスクンダクタンスは、低い周波数の入力信号に対しては小さく、高い周波数の入力信号に対しては大きくなるという特性を有する。このため、第1の周波数変換器32の出力信号を入力差動対トランジスタに入力すれば、局部発振部7の発振出力

信号の周波数と、第2の2分周器31の出力信号の周波数とを加算して得られる
 (3/2) ω_{osc} の周波数成分に対してのみ高い利得での周波数変換を行なうこ
 とができる。ここで、上述の理由から前記発振出力信号の周波数と第2の2分周
 器31の出力信号の周波数とを減算して得られる (1/2) ω_{osc} の周波数成分
 は無視できるため、前記発振出力信号と前記第1の周波数変換器32の出力信号
 を、各々次式で表せば、

【0041】

【数5】

$$V_H \sin \omega_{osc} t, V_L \sin \frac{3\omega_{osc}}{2} t$$

【0042】

第2の周波数変換器34の出力LO2(t)は、次式で表される（なお、簡単の
 ためダブルバランスドミキサの利得を1とする）。

【0043】

【数6】

$$\begin{aligned}
 LO_2(t) &= V_H \sin \omega_{osc} t \cdot V_L \sin \frac{3\omega_{osc}}{2} t \\
 &= -\frac{V_L V_H}{2} \cos \left(\omega_{osc} + \frac{3\omega_{osc}}{2} \right) t + \frac{V_L V_H}{2} \cos \left(\omega_{osc} - \frac{3\omega_{osc}}{2} \right) t \\
 &= -\frac{V_L V_H}{2} \cos \frac{5\omega_{osc}}{2} t + \frac{V_L V_H}{2} \cos \left(-\frac{\omega_{osc}}{2} \right) t \\
 &= -\frac{V_L V_H}{2} \cos \frac{5\omega_{osc}}{2} t + \frac{V_L V_H}{2} \cos \frac{\omega_{osc}}{2} t
 \end{aligned}$$

【0044】

この結果、(5/2) ω_{osc} , (1/2) ω_{osc} の2つの周波数成分が発生す
 る。

ここで、BPF33により(1/2) ω_{osc} の周波数成分をもったイメージ信
 号を除去して直交搬送波信号の2倍の周波数である(5/2) ω_{osc} の周波数成

分のみを取り出して、第1の2分周器24に入力する。これ以降の動作は、図1に示す第一の実施形態の場合と同様である。各部の動作周波数の関係を図4に示す。

【0045】

同図においては、局部発振部7から出力される発振出力信号を第2の2分周器31で1/2倍の周波数に分周し、第1の周波数変換器32で発振出力信号の周波数と発振出力信号の1/2倍の周波数を加算した周波数が出力され、また、第2の周波数変換器34で発振出力信号の周波数と発振出力信号の3/2倍の周波数を加算した周波数が出力され、さらに、第1の2分周器24で1/2倍の周波数に2分周されることとなる。すなわち、発振出力信号の周波数の5/4倍の周波数が搬送ディジタル信号の周波数となり、発振出力信号の周波数とは異なる周波数であるため、局部発振部7がアンテナから帰還される出力搬送ディジタル信号による影響を受けて変調精度が悪化するという問題は発生しない。

【0046】

また、上述した第一の実施形態の場合と同様に、出力搬送ディジタル信号の近傍に発生するスプリアスは、出力搬送ディジタル信号と同じ周波数を有することになるため、スプリアスによる干渉波の問題も回避され、さらに、直流オフセット電圧の除去のための直流阻止コンデンサを配設する必要がなく、2つの2分周器31, 24しか必要としないため、ICのペレットサイズを縮小することが可能である。また、アンテナから出力搬送ディジタル信号がBPF接続端子に帰還されても変調精度が悪化しない。

【0047】

【発明の効果】

以上説明したように本発明によれば、従来例のもつアンテナから帰還される出力搬送ディジタル信号の影響を受けて変調精度が悪化することがなく、また、出力搬送ディジタル信号の近傍のスプリアスを抑圧できるという効果がある。

これら従来例のもつ効果に加え、搬送ディジタル信号の周波数の2倍の周波数を発生させる周波数2倍器が必要なく、また、2つの2分周器しか必要としないため、ICのペレットサイズを縮小することが可能である。

さらに、アンテナから出力搬送ディジタル信号がBPF接続端子に帰還されても変調精度が悪化しないという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第一の実施形態に係る直交変調器を示す構成図である。

【図2】

本発明の第一の実施形態に係る直交変調器における各部の動作周波数関係を示す図である。

【図3】

本発明の第二の実施形態に係る直交変調器を示す構成図である。

【図4】

本発明の第二の実施形態に係る直交変調器における各部の動作周波数関係を示す図である。

【図5】

周波数変換器の第1の実施例を示す回路図。

【図6】

周波数変換器の第2の実施例を示す回路図。

【図7】

従来の直交変調器1を示す構成図である。

【図8】

従来の直交変調器1における各部の動作周波数関係を示す図である。

【図9】

従来の直交変調器2を示す構成図である。

【図10】

従来の直交変調器3を示す構成図である。

【符号の説明】

1 ディジタル信号発生部

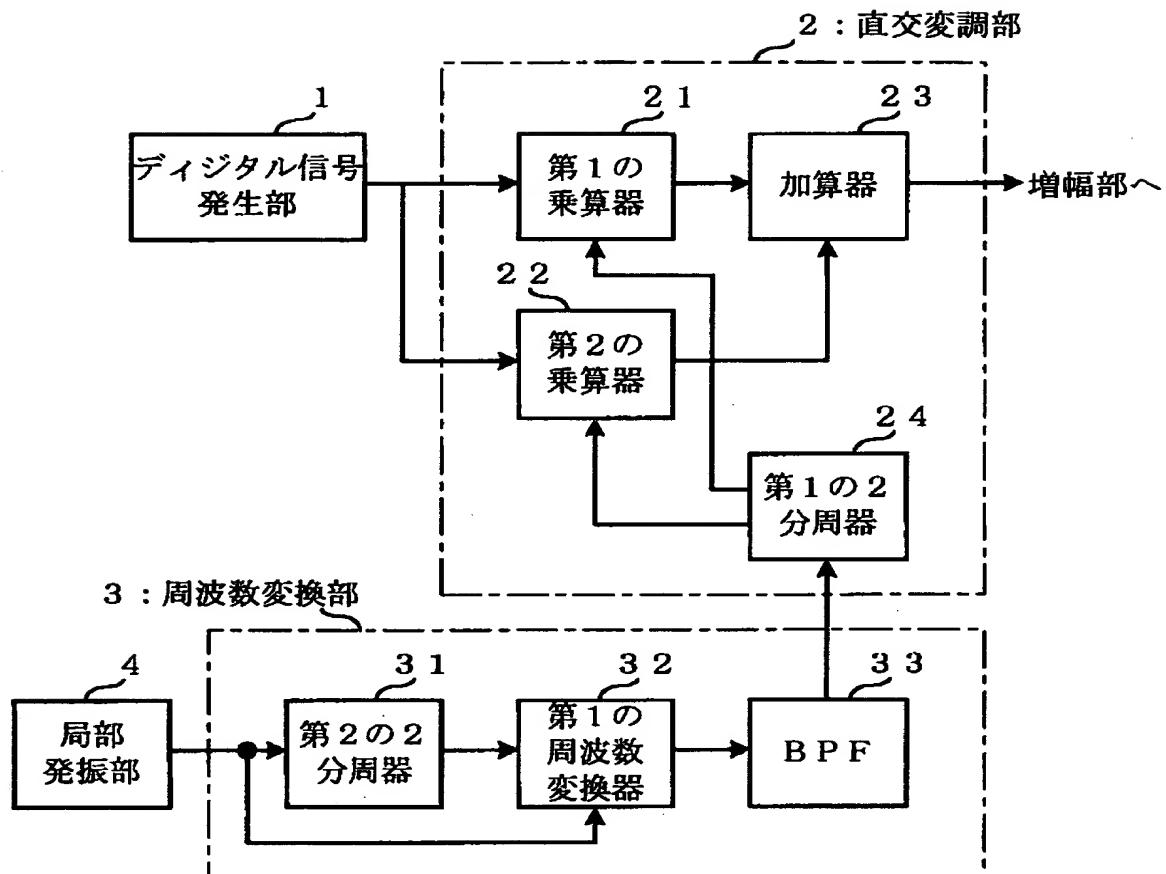
2 直交変調部

2.1 第1の乗算器

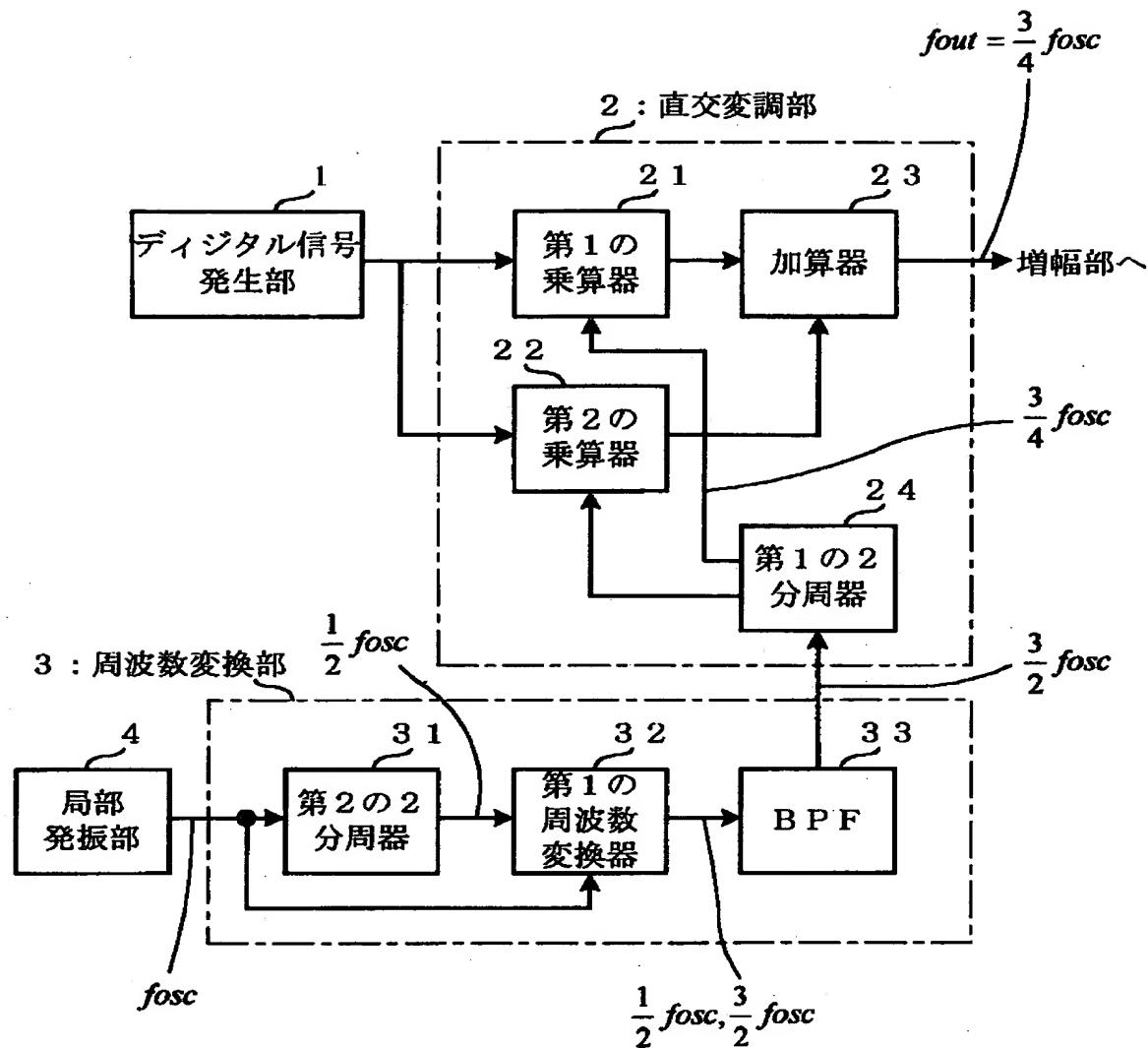
- 2 2 第2の乗算器
- 2 3 加算器
- 2 4 第1の2分周器
- 2 5 周波数2倍器
- 3 周波数変換部
- 3 1 第2の2分周器
- 3 2 第1の周波数変換器
- 3 3 バンドパスフィルター
- 3 4 第2の周波数変換器

【書類名】 図面

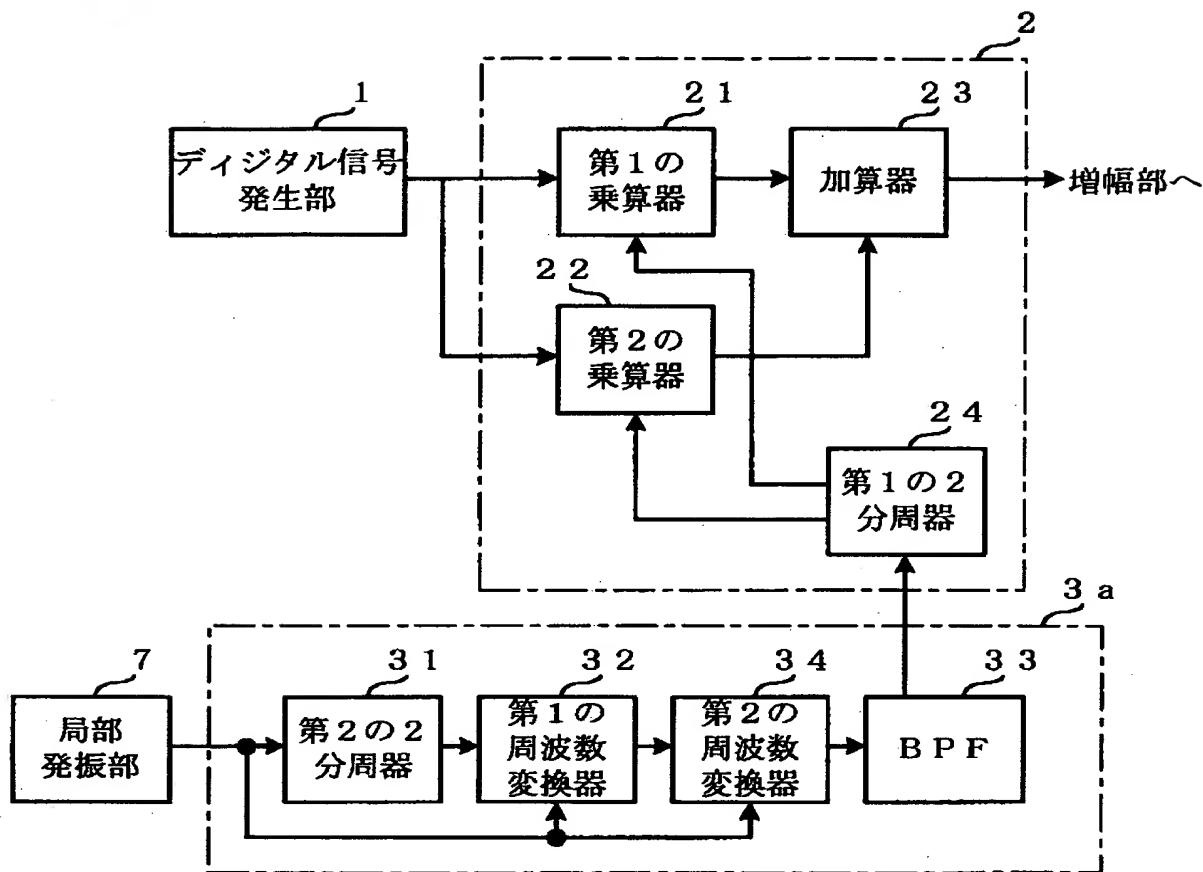
【図1】



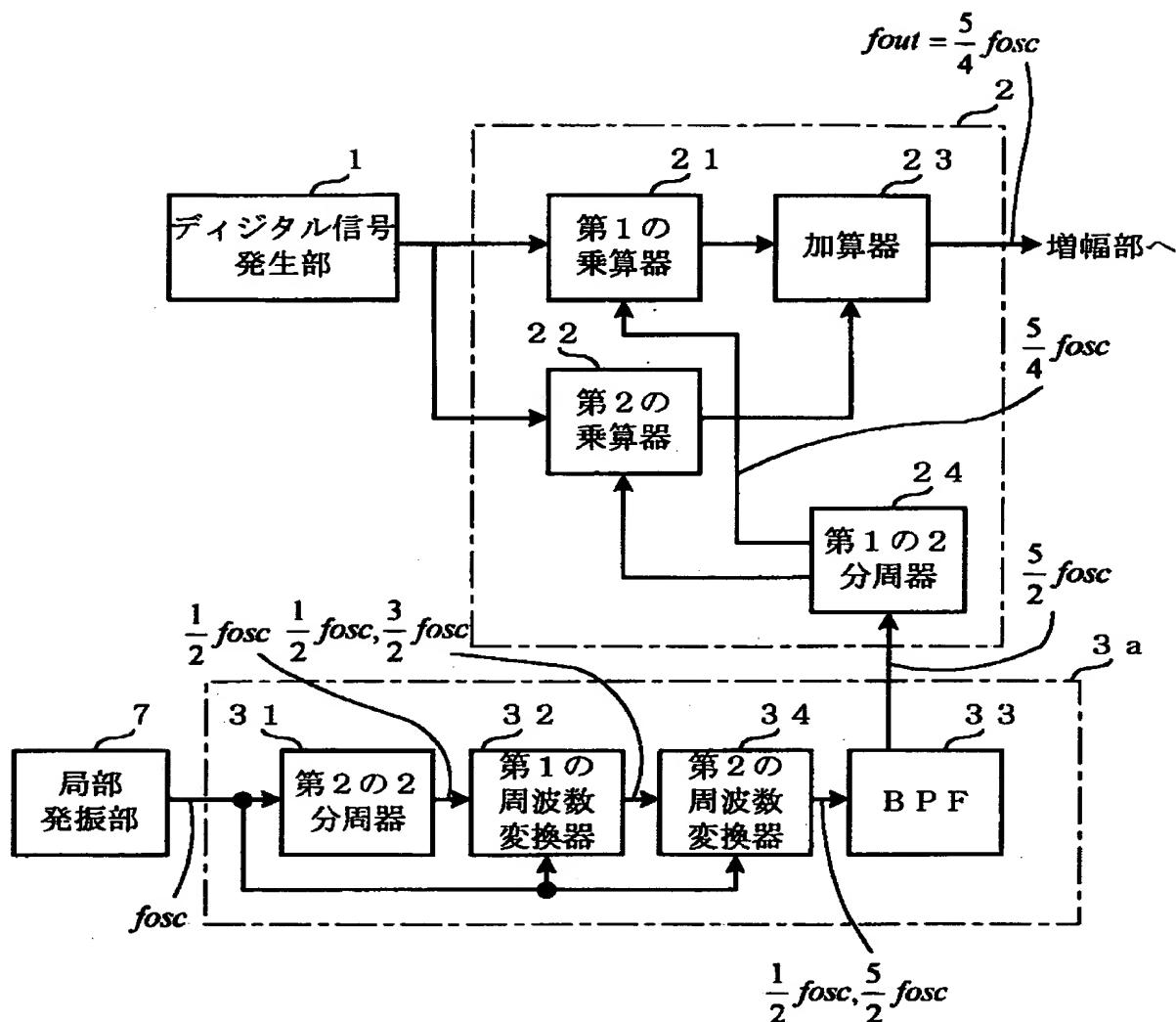
【図2】



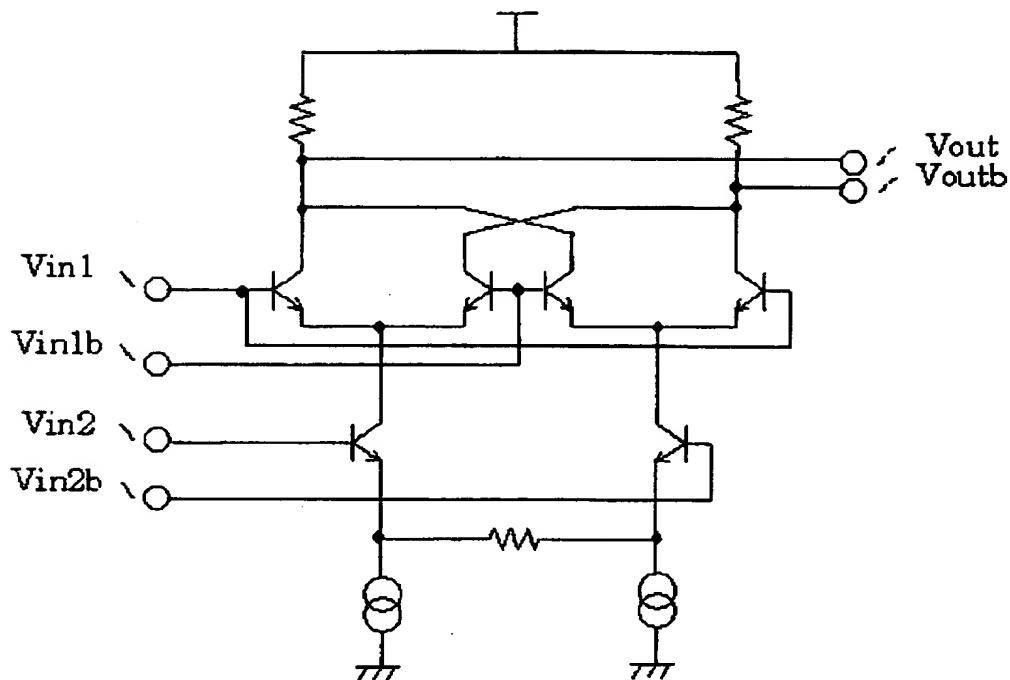
【図3】



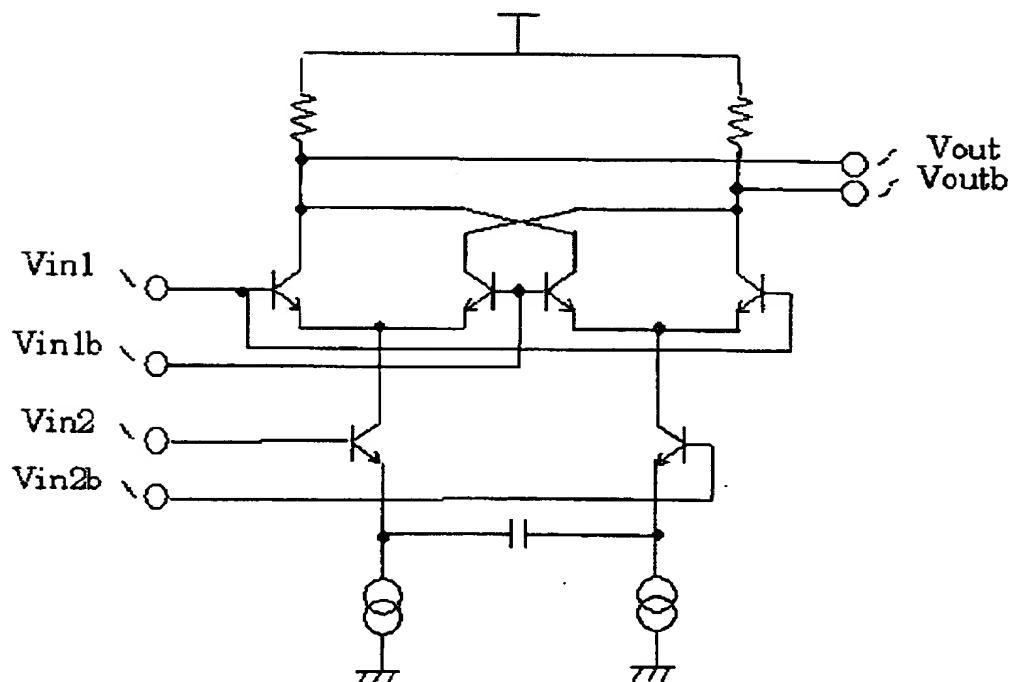
【図4】



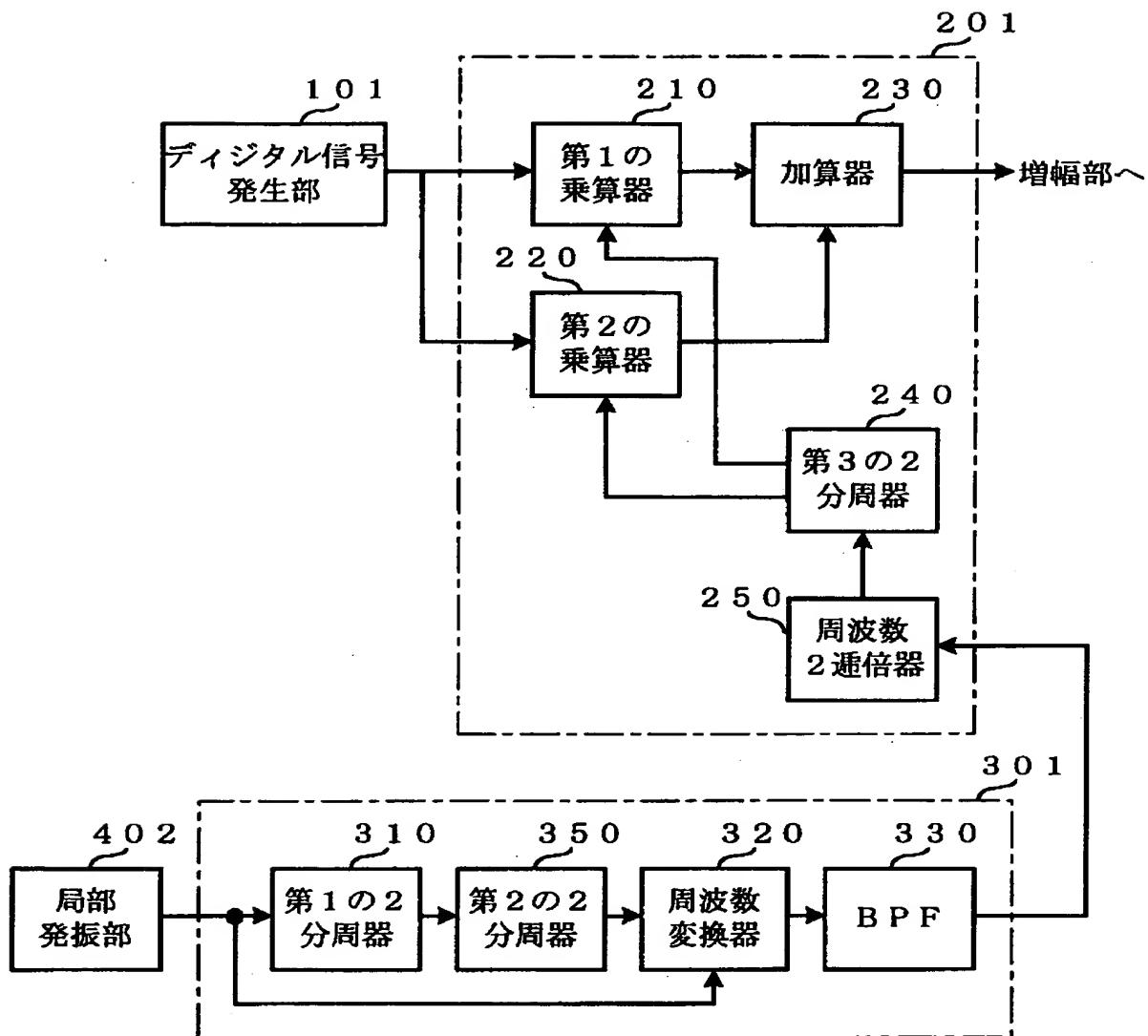
【図5】



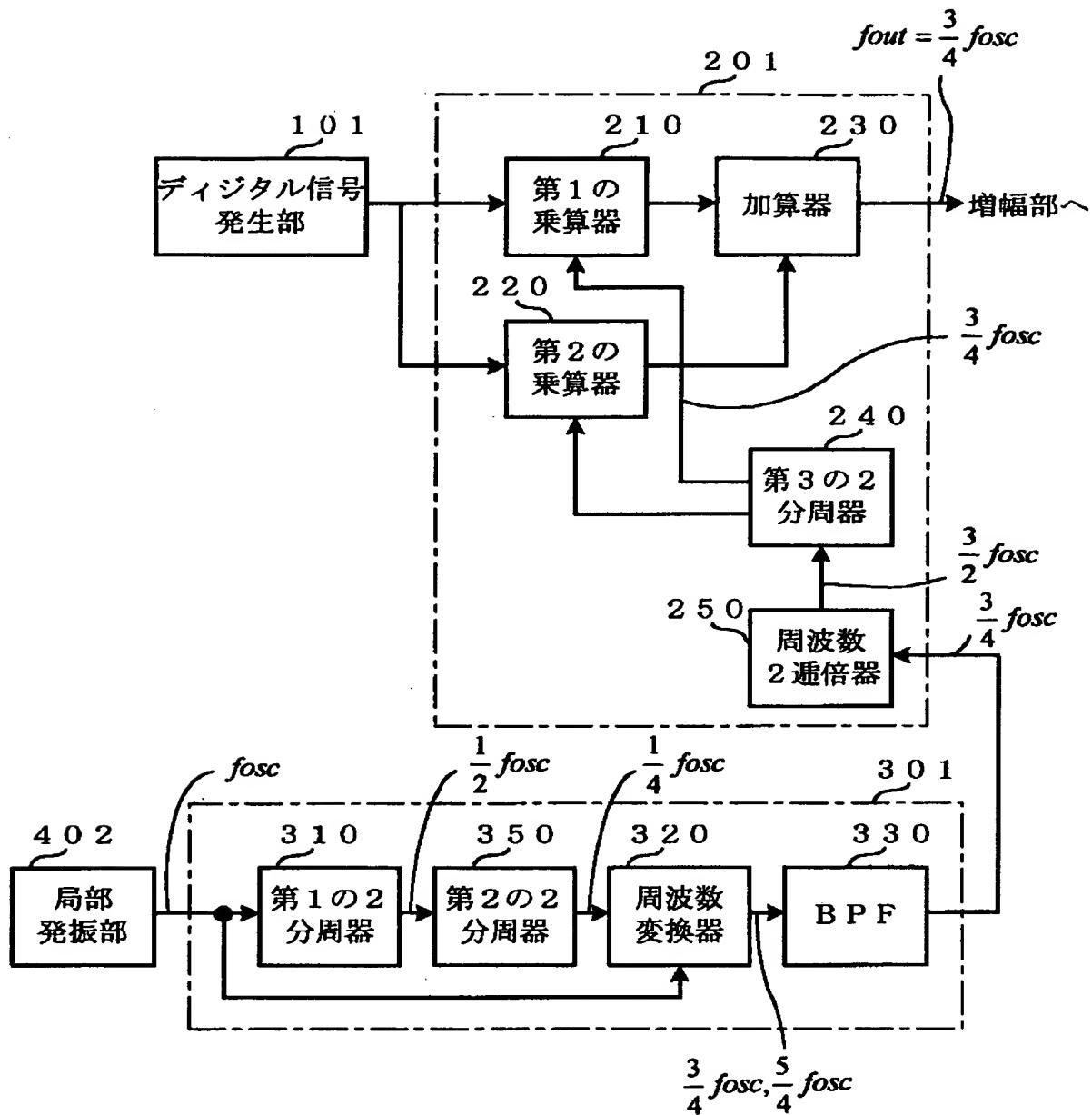
【図6】



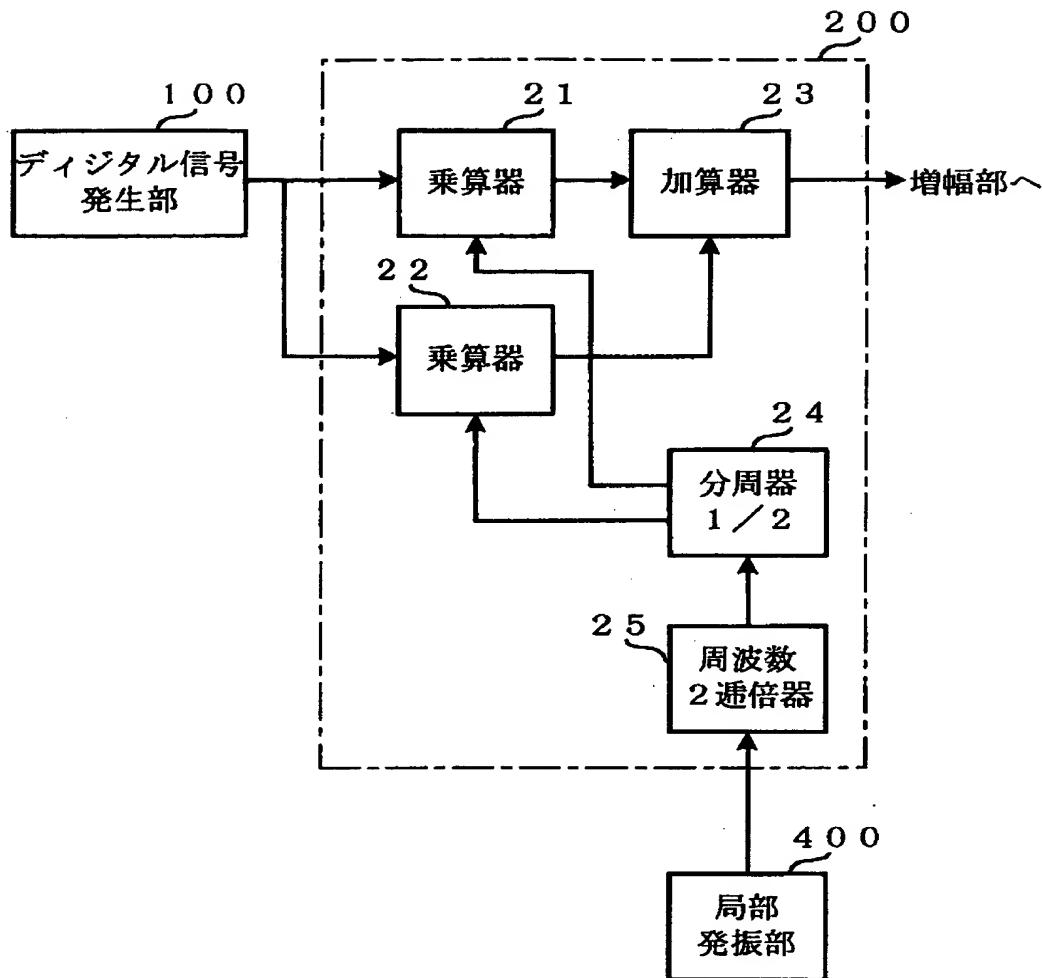
【図7】



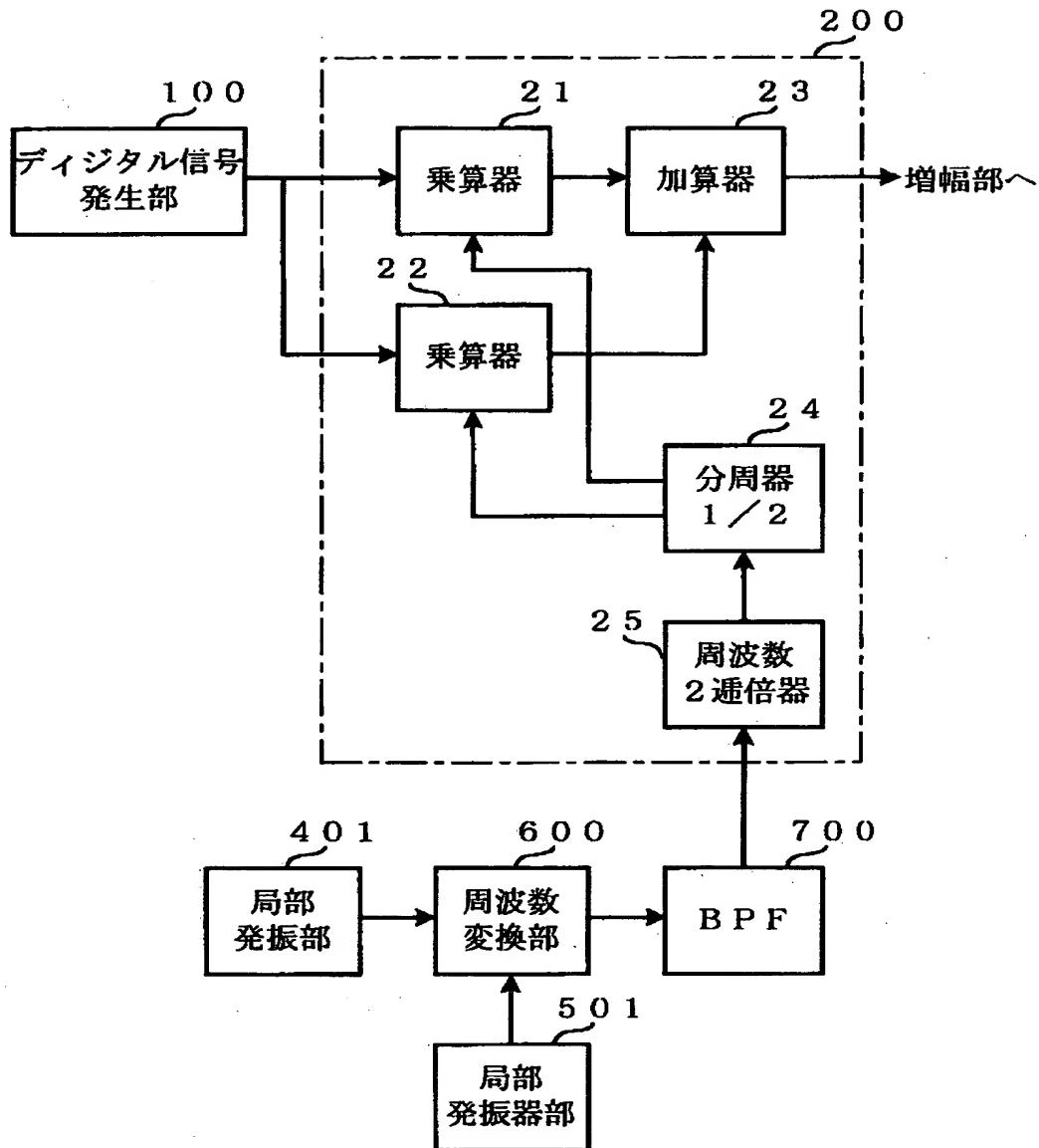
【図8】



【図9】



【図10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 直交変調器をIC化した場合に、ICのペレットサイズが増大してしまうことを防止するとともに、アンテナからの出力搬送ディジタル信号の帰還があっても良好な変調精度を得られるようにする。

【解決手段】 直交変調器に搬送ディジタル信号の周波数の $4 / (2N + 1)$ 倍の周波数を有する発振出力信号を発振する局部発振部4と、発振出力信号の周波数を $(2N + 1) / 2$ 倍する周波数変換部3と、直交変調部2とを備え、前記周波数変換部3にて搬送ディジタル信号の2倍の周波数を発生させることにより、IC化した場合のペレットサイズを縮小し、良好な変調精度を得る。

【選択図】 図1

出願人履歴情報

識別番号 [000232036]

1. 変更年月日 1990年 8月13日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県川崎市中原区小杉町1丁目403番53

氏 名 日本電気アイシーマイコンシステム株式会社